

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/002119

International filing date: 14 February 2005 (14.02.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-043121
Filing date: 19 February 2004 (19.02.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 12 May 2005 (12.05.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

10.3.2005

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2004年 2月19日
Date of Application:

出願番号 特願2004-043121
Application Number:

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号
The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

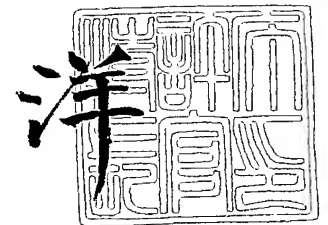
JP2004-043121

出願人 株式会社安川電機
Applicant(s):

2005年 4月19日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川



【書類名】 特許願
【整理番号】 15060
【提出日】 平成16年 2月19日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H02P 21/00
【発明者】
 【住所又は居所】 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社 安川電機
 内
 【氏名】 井浦 英昭
【発明者】
 【住所又は居所】 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社 安川電機
 内
 【氏名】 中村 茂和
【特許出願人】
 【識別番号】 000006622
 【氏名又は名称】 株式会社安川電機
 【代表者】 中山 眞
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 013930
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

誘導電動機を駆動する電力変換器を備え、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法において、

通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする誘導電動機の停止方法。

【請求項 2】

前記予測演算するときは、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することを特徴とする請求項 1 記載の誘導電動機の停止方法。

【請求項 3】

前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項 2 記載の誘導電動機の停止方法。

【請求項 4】

前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項 2 記載の誘導電動機の停止方法。

【請求項 5】

前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする請求項 1 乃至 4 記載の誘導電動機の停止方法。

【請求項 6】

誘導電動機を駆動する電力変換器を備え、前記誘導電動機を停止するために直流制動することができる制御装置において、

通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にして停止できることを特徴とする誘導電動機の制御装置。

【請求項 7】

前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することを特徴とする請求項 6 記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 8】

前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項 7 記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 9】

前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴とする請求項 7 記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 10】

前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴とする請求項 6 乃至 9 記載の誘導電動機の制御装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 誘導電動機の停止方法及び制御装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、誘導電動機を停止する誘導電動機の制御装置において、直流電流を流す為の出力電圧位相を予測演算することにより、通常運転状態から直流制動状態に移行する際の出力電流の位相の急変によるトルクショックを所定値以下に抑制するための停止方法及び装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来の誘導電動機の直流制動機能に関して、高性能なベクトル制御装置に内蔵されるトリップ（制御装置の異常停止）しない直流制動の手法の提供と停止時に振動の少ない直流制動の技術が開示されている。（例えば、特許文献1参照）。制御装置がトリップすると通常は制御装置の異常停止と共に表示部分にアラームが出される。

図14において、速度センサ付きベクトル制御装置における具体的実施例の制御ブロック図であり、101は直流制動制御演算器であり、図15に示すフローのような動作をする。102は速度制御演算部であり、ベクトル制御装置の外部のシステムから入力された速度指令 ω^* と速度検出値 ω_r に基づいてトルク電流（トルク相当）指令 i_q^* が演算される（ここで「*」は指令値を表わす。以下同じ）。103は磁束演算部であり、 i_q^* が入力され、ベクトル制御条件を満足するような磁束分電流指令 i_d^* とすべり周波数 ω_s を演算し、 i_d^* 、 i_q^* 、 ω_s を出力する。104はd-q軸ACRであり、これらの i_q^* 、 i_d^* に電流検出値 i_q 、 i_d を追従させるような電圧指令 v_q^* 、 v_d^* を演算する。105は逆d-q変換器であり、これらの v_q^* 、 v_d^* を回転座標d-q軸から3相の電圧指令に変換する。106はPWM演算部であり、3相の電圧指令からスイッチング素子をON/OFFする点弧パターンを演算する。107は電力変換回路である。108はすべり補償演算部であり、磁束演算部103の出力 ω_s を入力し、誘導モータの一次周波数 ω_l を演算する。109は積分器であり、一次周波数 ω_l を積分してd軸の位相 θ_l を計算し、d-q変換部111や逆d-q変換部105に出力する。110は速度検出演算部であり、エンコーダなどの位置検出器からの信号で速度を演算したり、位置検出レスの場合は電流などから速度推定演算を行う。111はd-q変換部であり、d軸の位相 θ_l を基準に回転座標に変換した電流検出値 i_d 、 i_q を演算する。112はエンコーダなどの位置検出器であり、113は誘導モータであり、直流制動制御演算器101により制御されるスイッチS101、S103、S104から構成される。直流制動制御演算部101には直流制動の制動力目標値と直流制動運転に移行する際の直流制動指令（図示せず）が与えられる。ベクトル制御時には直流制動制御演算器1によりS101、S103、S104は全てa側となるように切り換えられており、前記のようにベクトル制御が行われる。

図15において、ステップ201ではベクトル制御から直流制動に切り換える瞬間のみ電圧ベクトル θ_v の位相を算出する。ステップ202ではスイッチS101をb側に切り換え、 θ_{dq} に θ_v を入力する。ステップ203ではS103をb側に切り換え、d軸のACRの指令 i_d^* を直流制動制御演算器101に入力された制動力に応じた値をd-q軸ACR104に入力し、q軸のACRの指令 i_q^* を0にする。ステップ204では i_q の絶対値と予め定めた基準値 α と比較する。ステップ205aでは基準値 α よりも大きい場合はS104をa側に切り換え、d-q軸ACR104の出力をPWM演算部106に渡す。ステップ205bでは基準値 α に比して小さい場合はS104をb側に切り換え、d軸のACR出力を生かし、q軸の電圧指令 $V_q^*=0$ 、即ちq軸のACRを無効にして、PWM演算部106に電圧指令を出力する。このステップ204、205により交流モータのロータ位置決め停止時の振動を防止できる。

このように、従来の誘導モータ制御装置およびその制御方法では、ベクトル制御から直流制動に切り換える瞬間のみ電圧ベクトル θ_v の位相を算出し、 θ_{dq} に θ_v を入力した後、q軸のACRの指令 i_q^* を0にし、d-q軸ACR104で制御し、 i_q の絶対値と予め定

めた基準値 α より小さくなったら、 q 軸の ACR を無効にして制御するという手順がとられていた。

【特許文献 1】 WO98/11663 号公報 第 1 図、第 2 図参照

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

従来の誘導モータ制御装置およびその制御方法では、電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにした誘導モータの制御装置における直流制動方法に関する発明が開示されている。また、特許文献 1 には V/f 制御の場合、低速域でトルクがでないと明示されているように、 V/f 制御では設定した直流制動開始周波数以下になると、直流制動するようになっていくが、特許文献 1 で開示された方法を適用した場合、設定された直流制動開始周波数と誘導モータの回転情報との間に差があるため、電流位相の振れを所定値以下にすることができないという問題があった。また、速度センサ付き及び速度センサなしのベクトル制御であっても、電流指令の位相を固定された状態で回転数が所定値以下になったら電圧位相を固定する手段が必要となるなど複雑な手順となるといった問題もあった。また、直流制動時に $d-q$ 軸 ACR 104 で制御しようとした場合、 d 軸の電圧指令 V_d^* 及び q 軸の電圧指令 V_q^* が変化するため、電圧位相が変化し、直流電圧及び直流電流を出力できないという問題がある。

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変を抑制することによりトルクショックを所定値以下にすることができる制御装置および停止方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0004】

上記問題を解決するため、本発明は、次のようにしたのである。

【0005】

請求項 1 に記載の発明は、誘導電動機を駆動する電力変換器を備え、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にするという手順をとったのである。

【0006】

また、請求項 2 に記載の発明は、前記予測演算するときは、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算するという手順をとったのである。

【0007】

また、請求項 3 に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されるという手順をとったのである。

【0008】

また、請求項 4 に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されるという手順をとったのである。

【0009】

また、請求項 5 に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にするという手順をとったのである。

【0010】

また、請求項 6 に記載の発明は、誘導電動機を駆動する電力変換器を備え、前記誘導電動機を停止するために直流制動することができる制御装置において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にして停止できることを特徴としている。

【0011】

また、請求項7に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて演算することの特徴としている。

【0012】

また、請求項8に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴としている。

【0013】

また、請求項9に記載の発明は、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算されることを特徴としている。

【0014】

また、請求項10に記載の発明は、前記直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより再始動時のトルクショックを所定値以下にすることを特徴としている。

【発明の効果】

【0015】

請求項1に記載の発明によると、前記誘導電動機を停止するための直流制動方法において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項2に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて予測演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項3に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項4に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項5に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法により予測演算された直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより、再始動時に発生するトルクショックを所定値以下にすることができる。

また、請求項6に記載の発明によると、前記誘導電動機を制御するための装置において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項7に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相は、通常制御状態の出力電圧位相と直流制動開始までに進む位相に基づいて予測演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項8に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項9に記載の発明によると、前記直流制動開始までに進む位相は、減速レートと設定された直流制動開始周波数に基づき演算することができ、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

また、請求項10に記載の発明によると、前記直流制動時の出力電圧位相の予測演算方法により予測演算された直流制動時の出力電圧位相に通常制御用の座標軸を合わせて制御することにより、再始動時に発生するトルクショックを所定値以下にする制御装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、本発明の方法の具体的実施例について、図に基づいて説明する。

【実施例1】

【0017】

図1は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第1の実施例の、図2は本発明における処理手順を示すフローチャートである。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換手段4、トルク電流制御手段5、励磁電流制御手段6、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12、及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。トルク電流制御手段5は、与えられたトルク電流指令値 i_q^* と前記トルク電流検出値 i_q とが一致するようにq軸電圧補正值 V_{qc} を演算する。励磁電流制御手段6は、与えられた励磁電流指令値 i_d^* と前記励磁電流検出値 i_d とが一致するようにd軸電圧補正值 V_{dc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数指令 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 V_{q^*} とq軸電圧補正值 V_{qc} を加算した値または0をq軸電圧指令 V_{q^*}' とし、与えられたd軸電圧指令 V_{d^*} とd軸電圧補正值 V_{dc} を加算したd軸電圧指令 V_{d^*}' とから下式により一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。

【0018】

【数1】

$$V_1^* = \sqrt{V_{d^*}^2 + V_{q^*}^2} \quad (1)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{q^*}}{V_{d^*}} \quad (2)$$

【0019】

PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S3はa側で動作し、FLG=0に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 V_{q^*} とq軸電圧補正值 V_{qc} を加算したq軸電圧指令 V_{q^*}' 及び与えられたd軸電圧指令 V_{d^*} とd軸電圧補正值 V_{dc} を加算したd軸電圧指令 V_{d^*}' を電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相

θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1、S2をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 Vq^* = 0に設定し、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3ではFLGが0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v とステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるようにFLG=1に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM演算手段のステップでは、前記d軸電圧指令 Vd^* と前記q軸電圧指令 Vq^* とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例2】

【0020】

図3は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第2の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換手段4、トルク電流制御手段5、励磁電流制御手段6、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12、及びスイッチS2、S3、S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。トルク電流制御手段5は、与えられたトルク電流指令値 i_q^* と前記トルク電流検出値 i_q とが一致するようにq軸電圧補正值 V_{qc} を演算する。励磁電流制御手段6は、与えられた励磁電流指令値 i_d^* と前記励磁電流検出値 i_d とが一致するようにd軸電圧補正值 V_{dc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、与えられたq軸電圧指令 Vq^* とq軸電圧補正值 V_{qc} を加算したq軸電圧指令 $Vq^{*'}$ とスイッチS4により与えられた与えられたd軸電圧指令 Vd^* とd軸電圧補正值 V_{dc} を加算した値または0をd軸電圧指令 $Vd^{*'}$ とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、

直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ 2 b に進む。ステップ 2 a では、通常制御状態として、スイッチ S 2 ~ S 4 は a 側で動作し、 $FLG = 0$ に設定し、後述する PWM 演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 Vq^* と q 軸電圧補正值 Vqc を加算した q 軸電圧指令 Vq^{**} 、及び与えられた d 軸電圧指令 Vd^* と d 軸電圧補正值 Vdc を加算した d 軸電圧指令 Vd^{**} を電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta dq$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θdq を演算する。ステップ 2 b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S 2, S 4 を a 側から b 側に切り換える。これにより d 軸電圧指令 $Vd^{**} = 0$ に設定し、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta dq$ を予測計算し、ステップ 3 に進む。ステップ 3 では FLG が 0 か 1 か判断し、0 の場合はステップ 4 a に、1 の場合にはステップ 4 b に進む。ステップ 4 a は直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ S 3 を a 側から b 側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θv に対して、 90° 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ 2 a で演算した位相量 $\Delta \theta dq$ を加算した値を磁束の位相 θdq に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG = 1$ に設定し、PWM 演算手段のステップに進む。ステップ 4 b ではスイッチ S 3 を a 側のままであるので、位相 θdq に対して特別な処理は行わない。

PWM 演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 Vd^{**} と前記 q 軸電圧指令 Vq^{**} とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θdq から出力位相 θv を演算し、PWM 演算手段 10 に設定し、電力変換器 1 を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段 11 を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を予測することで、前記誘導電動機 2 の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 3】

【0021】

図 4 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 3 の実施例である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、誘導電動機 2、電流検出器 3、d-q 変換手段 4、トルク電流制御手段 5、励磁電流制御手段 6、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM 演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ S 1, S 2, S 3, S 4 を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記誘導電動機 2 に供給される電流を検出する。d-q 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 iq と励磁電流検出値 id に分離する。また、一次電流検出値 $i1$ を出力する。トルク電流制御手段 5 は、与えられたトルク電流指令値 iq^* と前記トルク電流検出値 iq とが一致するように q 軸電圧補正值 Vqc を演算する。励磁電流制御手段 6 は、与えられた励磁電流指令値 id^* と前記励磁電流検出値 id とが一致するように d 軸電圧補正值 Vdc を演算する。位相変換手段 7 は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta dq$ に変換する。積分手段 8 は位相変換手段 7 により出力される $\Delta \theta dq$ を積分することにより、磁束の位相 θdq を演算する。電圧演算手段 9 は、スイッチ S 1 により与えられた q 軸電圧指令 Vq^* と q 軸電圧補正值 Vqc を加算した値または 0 を q 軸電圧指令 Vq^{**} とし、スイッチ S 4 により与えられた d 軸電圧指令 Vd^* と d 軸電圧補正值 Vdc を加算した値または一次電圧補正值 $V1c$ を d 軸電圧指令 Vd^{**} とし、一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算する。PWM 演算手段 10 は、前記一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θdq を加算した出力位相 θv から、電力変換器 1 のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測

演算手段 11 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段 12 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段 13 は与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように一次電圧補正值 V_{lc} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図 2 を用いて説明する。ステップ 1 は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ 2a に進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ 2b に進む。ステップ 2a では、通常制御状態として、スイッチ $S_1 \sim S_4$ は a 側で動作し、 $FLG = 0$ に設定し、後述する PWM 演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* と q 軸電圧補正值 V_{qc} を加算した q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ 及び与えられた d 軸電圧指令 V_d^* と d 軸電圧補正值 V_{dc} を加算した d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ 2b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S_1, S_2, S_4 を a 側から b 側に切り換える。これにより q 軸電圧指令 $V_q^{*'} = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を出力し、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ 3 に進む。ステップ 3 では FLG が 0 か 1 か判断し、0 の場合はステップ 4a に、1 の場合にはステップ 4b に進む。ステップ 4a は直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ S_3 を a 側から b 側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v とステップ 2a で演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG = 1$ に設定し、PWM 演算手段のステップに進む。ステップ 4b ではスイッチ S_3 を a 側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM 演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ と前記 q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM 演算手段 10 に設定し、電力変換器 1 を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段 11 を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を予測することで、前記誘導電動機 2 の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 4】

【0022】

図 5 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 4 の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、誘導電動機 2、電流検出器 3、d-q 変換手段 4、トルク電流制御手段 5、励磁電流制御手段 6、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM 演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ S_1, S_2, S_3, S_4 を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記誘導電動機 2 に供給される電流を検出する。d-q 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 i_1 を出力する。トルク電流制御手段 5 は、与えられたトルク電流指令値 i_q^* と前記

トルク電流検出値 i_q とが一致するように q 軸電圧補正值 V_{qc} を演算する。励磁電流制御手段6は、与えられた励磁電流指令値 i_d^* と前記励磁電流検出値 i_d とが一致するように d 軸電圧補正值 V_{dc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチ S_1 により与えられた q 軸電圧指令 V_q^* と q 軸電圧補正值 V_{qc} を加算した値または一次電圧補正值 V_{1c} を q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とし、スイッチ S_4 により与えられた d 軸電圧指令 V_d^* と d 軸電圧補正值 V_{dc} を加算した値または0を d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とし、一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段13は与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように一次電圧補正值 V_{1c} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチ $S_1 \sim S_4$ はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* と q 軸電圧補正值 V_{qc} を加算した q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ 及び与えられた d 軸電圧指令 V_d^* と d 軸電圧補正值 V_{dc} を加算した d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S_1, S_2, S_4 をa側からb側に切り換える。これにより d 軸電圧指令 $V_d^{*'} = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ を出力し、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では FLG が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ S_3 をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v に対して、 90° 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 f_1^* の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチ S_3 をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ と前記 q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例5】

【0023】

図6は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第5の実施例である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、 $d-q$ 変換手段4、励磁電流制御手段6、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12及びスイッチS1、S2、S3、S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、交流電動機2に供給する。電流検出器3は、前記交流電動機2に供給される電流を検出する。 $d-q$ 変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。励磁電流制御手段6は、与えられた励磁電流指令値 i_d^* と前記励磁電流検出値 i_d とが一致するように d 軸電圧補正值 V_{dc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチS1により与えられた q 軸電圧指令 V_q^* または0を q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とし、スイッチS4により0または d 軸電圧補正值 V_{dc} を d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とし入力して、一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S4はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* を q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とし、 d 軸電圧指令 $V_d^{*'}=0$ とし、電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1、S2、S4をa側からb側に切り換える。これにより q 軸電圧指令 $V_q^{*'}=0$ に設定し、直流制動のための与えられた励磁電流指令 i_d^* と励磁電流検出値 i_d とが一致するように d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ を出力し、位相予測手段12で前記交流電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では FLG が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合はステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v とステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM演算手段のステップでは、前記 q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ と前記 d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記交流電動機2の速度を予測することで、前記交流電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変し

ないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 6】

【0024】

図 7 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 6 の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、交流電動機 2、電流検出器 3、 $d-q$ 変換手段 4、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM 演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ S_1 , S_2 , S_3 , S_4 を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、交流電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記交流電動機 2 に供給される電流を検出する。 $d-q$ 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 i_l を出力する。位相変換手段 7 は、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分手段 8 は位相変換手段 7 により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段 9 は、スイッチ S_1 により与えられた q 軸電圧指令 V_q^* または 0 を q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ とし、スイッチ S_4 により 0 または一次電圧補正值 V_{lc} を d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とし入力して、一次電圧指令 V_l^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM 演算手段 10 は、前記一次電圧指令 V_l^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器 1 のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段 11 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段 12 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記交流電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段 13 は与えられた一次電流指令 i_l^* と前記一次電流検出値 i_l とが一致するように一次電圧補正值 V_{lc} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図 2 を用いて説明する。ステップ 1 は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ 2 a に進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ 2 b に進む。ステップ 2 a では、通常制御状態として、スイッチ $S_1 \sim S_4$ は a 側で動作し、 $FLG = 0$ に設定し、後述する PWM 演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* を q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ 及び d 軸電圧指令 $V_d^{*'} = 0$ を電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ 2 b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S_1 , S_2 , S_4 を a 側から b 側に切り換える。これにより q 軸電圧指令 $V_q^{*'} = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 i_l^* と前記一次電流検出値 i_l とが一致するように演算された一次電圧補正值 V_{lc} を d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とし、位相予測手段 12 で前記交流電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ 3 に進む。ステップ 3 では FLG が 0 か 1 か判断し、0 の場合はステップ 4 a に、1 の場合にはステップ 4 b に進む。直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ S_3 を a 側から b 側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v とステップ 2 a で演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG = 1$ に設定し、PWM 演算手段のステップに進む。ステップ 4 b ではスイッチ S_3 を a 側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM 演算手段のステップでは、前記 q 軸電圧指令 $V_q^{*'}$ と前記 d 軸電圧指令 $V_d^{*'}$ とか

ら一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記交流電動機2の速度を予測することで、前記交流電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例7】

【0025】

図8は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第7の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換手段4、励磁電流制御手段6、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12及びスイッチS1、S2、S3、S4を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。励磁電流制御手段6は、与えられた励磁電流指令値 i_d^* と前記励磁電流検出値 i_d とが一致するようにd軸電圧補正值 V_{dc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 V_q^* または0をq軸電圧指令 V_q^* とし、スイッチS4により0またはd軸電圧補正值 V_{dc} をd軸電圧指令 V_d^* とし、一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S4はa側で動作し、FLG=0に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 V_q^* をq軸電圧指令 V_q^* とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1、S2、S4をa側からb側に切り換える。これによりq軸電圧指令 $V_q^* = 0$ に設定し、直流制動のための与えられたd軸電流指令 i_d^* と前記d軸電流検出値 i_d とが一致するようにd軸電圧指令 V_d^* を出力し、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3ではFLGが0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 θ_{dq} に対して、90°位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対して

ステップ 2 a で演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG = 1$ に設定し、PWM 演算手段のステップに進む。ステップ 4 b ではスイッチ S 3 を a 側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM 演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 V_d^* と前記 q 軸電圧指令 V_q^* とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM 演算手段 10 に設定し、電力変換器 1 を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段 11 を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を予測することで、前記誘導電動機 2 の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 8】

【0026】

図 9 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 8 の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、誘導電動機 2、電流検出器 3、d-q 変換手段 4、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM 演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ S 1, S 2, S 3, S 4 を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記誘導電動機 2 に供給される電流を検出する。d-q 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 i_1 を出力する。位相変換手段 7 は、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分手段 8 は位相変換手段 7 により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段 9 は、スイッチ S 1 により与えられた q 軸電圧指令 V_q^* または 0 を q 軸電圧指令 V_q^* とし、スイッチ S 4 により 0 または一次電圧補正值 V_{1c} を d 軸電圧指令 V_d^* とし、一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM 演算手段 10 は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器 1 のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段 11 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段 12 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段 13 は与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように一次電圧補正值 V_{1c} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図 2 を用いて説明する。ステップ 1 は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ 2 a に進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ 2 b に進む。ステップ 2 a では、通常制御状態として、スイッチ S 1 ~ S 4 は a 側で動作し、 $FLG = 0$ に設定し、後述する PWM 演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* を q 軸電圧指令 V_q^* とし、d 軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ 2 b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S 1, S 2, S 4 を a 側から b 側に切り換える。これにより q 軸電圧指令 $V_q^* = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するような一次電圧補正值 V_{1c} を d 軸電圧指令 V_d^* として出力し

、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3ではFLGが0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合はステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 θ_{dq} に対して、90°位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるようにFLG=1に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM演算手段のステップでは、前記d軸電圧指令 Vd^* と前記q軸電圧指令 Vq^* とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例9】

【0027】

図10は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第9の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換手段4、トルク電流制御手段5、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12、及びスイッチS1、S2、S3を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 i_l を出力する。トルク電流制御手段5は、与えられたトルク電流指令値 i_q^* と前記トルク電流検出値 i_q とが一致するようにq軸電圧補正值 V_{qc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチS1により与えられたq軸電圧指令 Vq^* またはq軸電圧補正值 V_{qc} をq軸電圧指令 Vq^* とし、d軸電圧指令 $Vd^* = 0$ とし、一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。

。具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S3はa側で動作し、FLG=0に設定し、後述する

PWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 V_q^* を q 軸電圧指令 V_{q^*} とし、d 軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ 2 b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ S_1 , S_2 を a 側から b 側に切り換える。これにより d 軸電圧指令 $V_d^* = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた q 軸電流指令 i_q^* と前記 q 軸電流検出値 i_q とが一致するような q 軸電圧補正值 V_{qc} を q 軸電圧指令 V_{q^*} として出力し、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ 3 に進む。ステップ 3 では FLG が 0 か 1 か判断し、0 の場合はステップ 4 a に、1 の場合にはステップ 4 b に進む。ステップ 4 a は直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ S_3 を a 側から b 側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v に対して、 90° 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 f_1^* の符号で決定する。この位相角に対してステップ 2 a で演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように FLG = 1 に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ 4 b ではスイッチ S_3 を a 側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。PWM演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 V_d^* と前記 q 軸電圧指令 V_{q^*} とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段 10 に設定し、電力変換器 1 を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段 11 を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を予測することで、前記誘導電動機 2 の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 10】

【0028】

図 11 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 10 の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、誘導電動機 2、電流検出器 3、d-q 変換手段 4、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ S_1 , S_2 , S_3 を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記誘導電動機 2 に供給される電流を検出する。d-q 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 i_1 を出力する。位相変換手段 7 は、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分手段 8 は位相変換手段 7 により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段 9 は、スイッチ S_1 により与えられた q 軸電圧指令 V_q^* または一次電圧補正值 V_{1c} を q 軸電圧指令 V_{q^*} とし、d 軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段 10 は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器 1 のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段 11 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段 12 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段 13 は与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように一次電圧補正值 V_{1c} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図 2 を用いて説明

する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチ $S1 \sim S3$ はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 Vq^* をq軸電圧指令 Vq^* とし、d軸電圧指令 $Vd^*=0$ とし、電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ $S1, S2$ をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $Vd^*=0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 $i1^*$ と前記一次電流検出値 $i1$ とが一致するような一次電圧補正值 $V1c$ をq軸電圧指令 Vq^* として出力し、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では FLG が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ $S3$ をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の電圧位相 θ_v に対して、 90° 位相を回転させる。但し、その回転させる方向は与えられた周波数 $f1^*$ の符号で決定する。この位相角に対してステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチ $S3$ をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。PWM演算手段のステップでは、前記d軸電圧指令 Vd^* と前記q軸電圧指令 Vq^* とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例11】

【0029】

図12は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第11の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器1、誘導電動機2、電流検出器3、d-q変換手段4、トルク電流制御手段5、位相変換手段7、積分手段8、電圧演算手段9、PWM演算手段10、電圧位相予測演算手段11、位相予測手段12、及びスイッチ $S1, S2, S3$ を備えている。電力変換器1は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧をPWM制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機2に供給する。電流検出器3は、前記誘導電動機2に供給される電流を検出する。d-q変換手段4は、前記電流検出器3で検出された電流をトルク電流検出値 i_q と励磁電流検出値 i_d に分離する。また、一次電流検出値 $i1$ を出力する。トルク電流制御手段5は、与えられたトルク電流指令値 i_q^* と前記トルク電流検出値 i_q とが一致するようにq軸電圧補正值 V_{qc} を演算する。位相変換手段7は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。積分手段8は位相変換手段7により出力される $\Delta\theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段9は、スイッチ $S1$ により与えられたq軸電圧指令 Vq^* またはq軸電圧補正值 V_{qc} をq軸電圧指令 Vq^* とし、d軸電圧指令 $Vd^*=0$ とし、一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制

御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta \theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段 12 は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図 2 を用いて説明する。ステップ 1 は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 $f1^*$ が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ 2 a に進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ 2 b に進む。ステップ 2 a では、通常制御状態として、スイッチ $S1 \sim S3$ は a 側で動作し、 $FLG = 0$ に設定し、後述する PWM 演算手段のステップに進む。ここでは与えられた q 軸電圧指令 Vq^* を q 軸電圧指令 V_{q^*} とし、d 軸電圧指令 $Vd^* = 0$ とし、電圧演算手段 9 に入力し、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を位相変換手段 7 により演算し、積分手段 8 で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ 2 b では、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチ $S1, S2$ を a 側から b 側に切り換える。これにより d 軸電圧指令 $Vd^* = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた q 軸電流指令 iq^* と前記 q 軸電流検出値 iq とが一致するような q 軸電圧補正值 V_{qc} を q 軸電圧指令 V_{q^*} として出力し、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ 3 に進む。ステップ 3 では FLG が 0 か 1 か判断し、0 の場合はステップ 4 a に、1 の場合にはステップ 4 b に進む。ステップ 4 a は直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチ $S3$ を a 側から b 側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 θ_{dq} とステップ 2 a で演算した位相量 $\Delta \theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG = 1$ に設定し、PWM 演算手段のステップに進む。ステップ 4 b ではスイッチ $S3$ を a 側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM 演算手段のステップでは、前記 d 軸電圧指令 Vd^* と前記 q 軸電圧指令 Vq^* とから一次電圧指令 $V1^*$ 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM 演算手段 10 に設定し、電力変換器 1 を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段 11 を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段 12 で前記誘導電動機 2 の速度を予測することで、前記誘導電動機 2 の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

【実施例 12】

【0030】

図 13 は、本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第 12 の実施例のブロック図である。本実施形態における誘導電動機の制御装置は、電力変換器 1、誘導電動機 2、電流検出器 3、d-q 変換手段 4、位相変換手段 7、積分手段 8、電圧演算手段 9、PWM 演算手段 10、電圧位相予測演算手段 11、位相予測手段 12、一次電流制御手段 13 及びスイッチ $S1, S2, S3$ を備えている。電力変換器 1 は、パワー素子により三相交流を変換した直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換し、誘導電動機 2 に供給する。電流検出器 3 は、前記誘導電動機 2 に供給される電流を検出する。d-q 変換手段 4 は、前記電流検出器 3 で検出された電流をトルク電流検出値 iq と励磁電流検出値 id に分離する。また、一次電流検出値 $i1$ を出力する。位相変換手段 7 は、与えられた周波数 $f1^*$ からサンプリング間に進む位相量 $\Delta \theta_{dq}$ に変換する。積分手段 8 は位相変換手段 7 により出力される $\Delta \theta_{dq}$ を積分することにより、磁束の位相 θ_{dq} を演算する。電圧演算手段 9 は、スイッチ $S1$ により与えられた q 軸電圧指令 Vq^* または一次電圧補正值 V

1cをq軸電圧指令 V_q^* とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算する。PWM演算手段10は、前記一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} を加算した出力位相 θ_v から、電力変換器1のスイッチングパターンを決定する。電圧位相予測演算手段11は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の出力位相と位相予測手段から出力される $\Delta\theta_{dq}$ から電圧位相を予測演算する手段である。位相予測手段12は、通常制御状態から直流制動状態に移行する際の前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係から予測計算し、サンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ に変換する。一次電流制御手段13は与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するように一次電圧補正值 V_{1c} を出力する。

具体的に通常制御状態から直流制動状態に移行するステップについて図2を用いて説明する。ステップ1は通常制御状態と直流制動状態を判断するステップであり、ここでは減速時において、与えられた周波数 f_1^* が直流制動開始周波数 f_{db} に一致するかどうかを判断する。直流制動開始周波数より高い場合には、通常制御状態としてステップ2aに進み、直流制動開始周波数に一致したばあいには、ステップ2bに進む。ステップ2aでは、通常制御状態として、スイッチS1～S3はa側で動作し、 $FLG=0$ に設定し、後述するPWM演算手段のステップに進む。ここでは与えられたq軸電圧指令 V_q^* をq軸電圧指令 V_q^* とし、d軸電圧指令 $V_d^* = 0$ とし、電圧演算手段9に入力し、与えられた周波数 f_1^* からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を位相変換手段7により演算し、積分手段8で磁束の位相 θ_{dq} を演算する。ステップ2bでは、通常制御状態から直流制動状態に移行するための処理として、スイッチS1, S2をa側からb側に切り換える。これによりd軸電圧指令 $V_d^* = 0$ に設定し、直流制動のための与えられた一次電流指令 i_1^* と前記一次電流検出値 i_1 とが一致するような一次電圧補正值 V_{1c} をq軸電圧指令 V_q^* として出力し、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を直流制動開始周波数あるいは直流制動開始周波数と減速レートの関係からサンプリング間に進む位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を予測計算し、ステップ3に進む。ステップ3では FLG が0か1か判断し、0の場合はステップ4aに、1の場合にはステップ4bに進む。ステップ4aは直流制動状態に移行する瞬間に一度だけスイッチS3をa側からb側に切り換えて、通常制御状態の磁束の位相 θ_{dq} とステップ2aで演算した位相量 $\Delta\theta_{dq}$ を加算した値を磁束の位相 θ_{dq} に上書きすることで、通常制御時と直流制動開始時の位相を一致させる。また、本動作が一度だけ行われるように $FLG=1$ に設定し、PWM演算手段のステップに進む。ステップ4bではスイッチS3をa側のままであるので、位相 θ_{dq} に対して特別な処理は行わない。

PWM演算手段のステップでは、前記d軸電圧指令 V_d^* と前記q軸電圧指令 V_q^* とから一次電圧指令 V_1^* 及び電圧位相 θ を演算し、電圧位相 θ と磁束の位相 θ_{dq} から出力位相 θ_v を演算し、PWM演算手段10に設定し、電力変換器1を駆動する。

このような電圧位相予測演算手段11を用いたステップで通常制御状態から直流制動状態に移行することで、位相予測手段12で前記誘導電動機2の速度を予測することで、前記誘導電動機2の磁束位相を正確に予測できるため、直流制動開始時に電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。また、この方法を用いると、電動負荷であっても回生負荷であっても、電流位相が急変しないので、トルクショックを所定値以下にすることができる。

なお、本発明はいわゆるセンサレスベクトル制御の誘導電動機の制御装置に限定されず、センサ付のベクトル制御装置やV/f制御方式の制御装置にも使用できる。

【産業上の利用可能性】

【0031】

本発明では通常制御状態から直流制動状態に移行する際に通常制御状態の出力電圧位相に基づき直流制動時の出力電圧位相を予測演算することにより、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にすることができるため、位置決めをするようなアプリケーションや昇降機（例えば、エレベータ、クレーン、巻上・巻下機）等のブレーキが閉まるまでの間、誘導電動機が回転しないように保持するような用途にも適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0032】

【図1】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第1の実施例のブロック図

【図2】本発明の方法の処理手順を示すフローチャート

【図3】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第2の実施例のブロック図

【図4】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第3の実施例のブロック図

【図5】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第4の実施例のブロック図

【図6】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第5の実施例のブロック図

【図7】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第6の実施例のブロック図

【図8】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第7の実施例のブロック図

【図9】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第8の実施例のブロック図

【図10】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第9の実施例のブロック図

【図11】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第10の実施例のブロック図

【図12】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第11の実施例のブロック図

【図13】本発明の方法を適用する誘導電動機の制御装置の第12の実施例のブロック図

【図14】従来の方法を適用した誘導モータ制御装置の構成を示すブロック図

【図15】従来の方法の処理手順を示すフローチャート

【符号の説明】

【0033】

1 電力変換器

2 交流電動機

3 電流検出器

4 d-q変換手段

5 トルク電流制御手段

6 励磁電流制御手段

7 位相変換手段

8 積分手段

9 電圧演算手段

10 PWM演算手段

11 電圧位相予測演算手段

12 位相予測手段

13 一次電流制御手段

S1, S2, S3, S4, S101, S103, S104 スイッチ

101 直流制動制御演算器

102 速度制御演算部

103 磁束演算部

104 d-q軸ACR

105 逆d-q変換器

106 PWM演算部

107 電力変換回路

108 すべり補償演算部

109 積分器

110 速度検出演算部

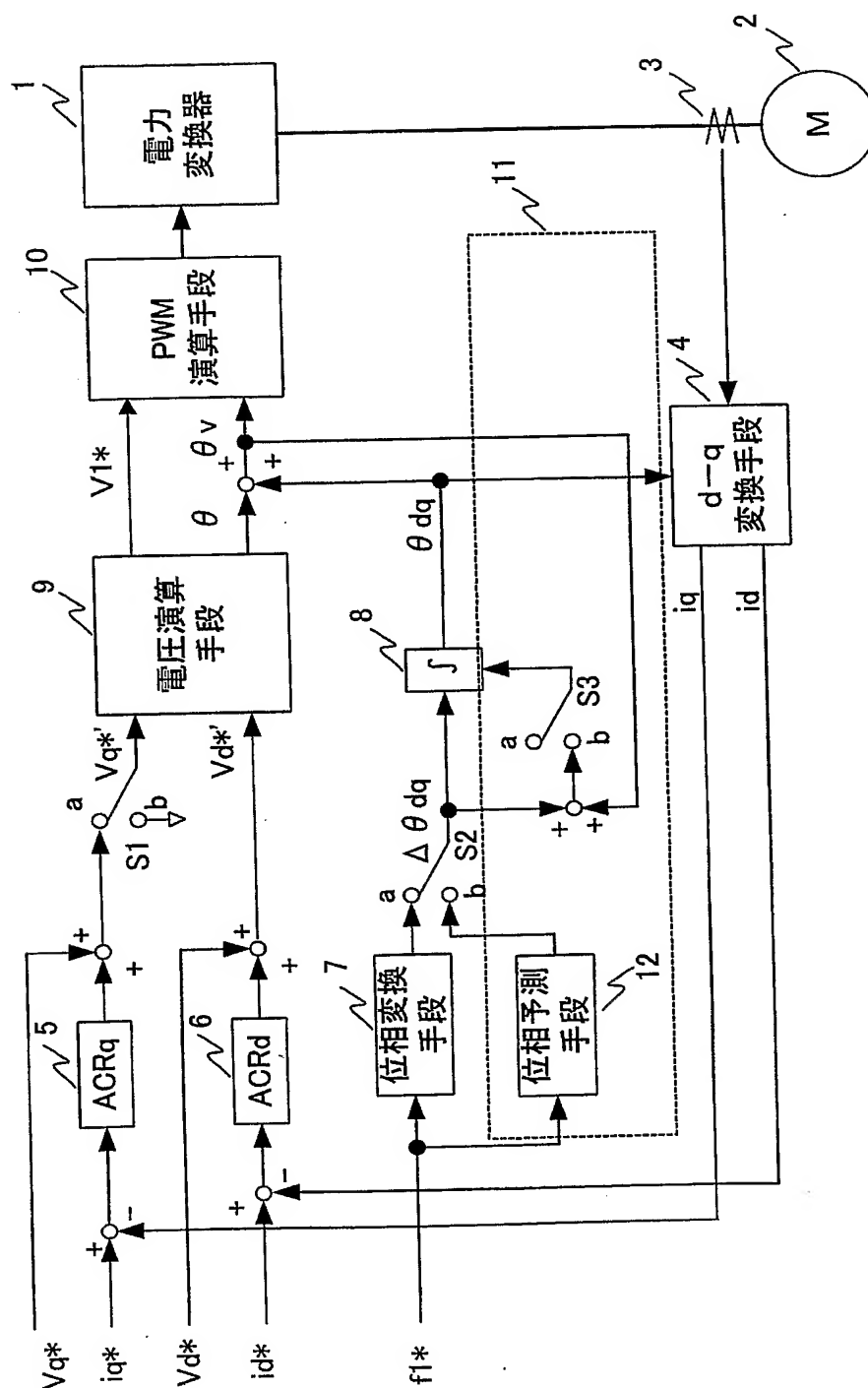
111 d-q変換部

112 位置検出器

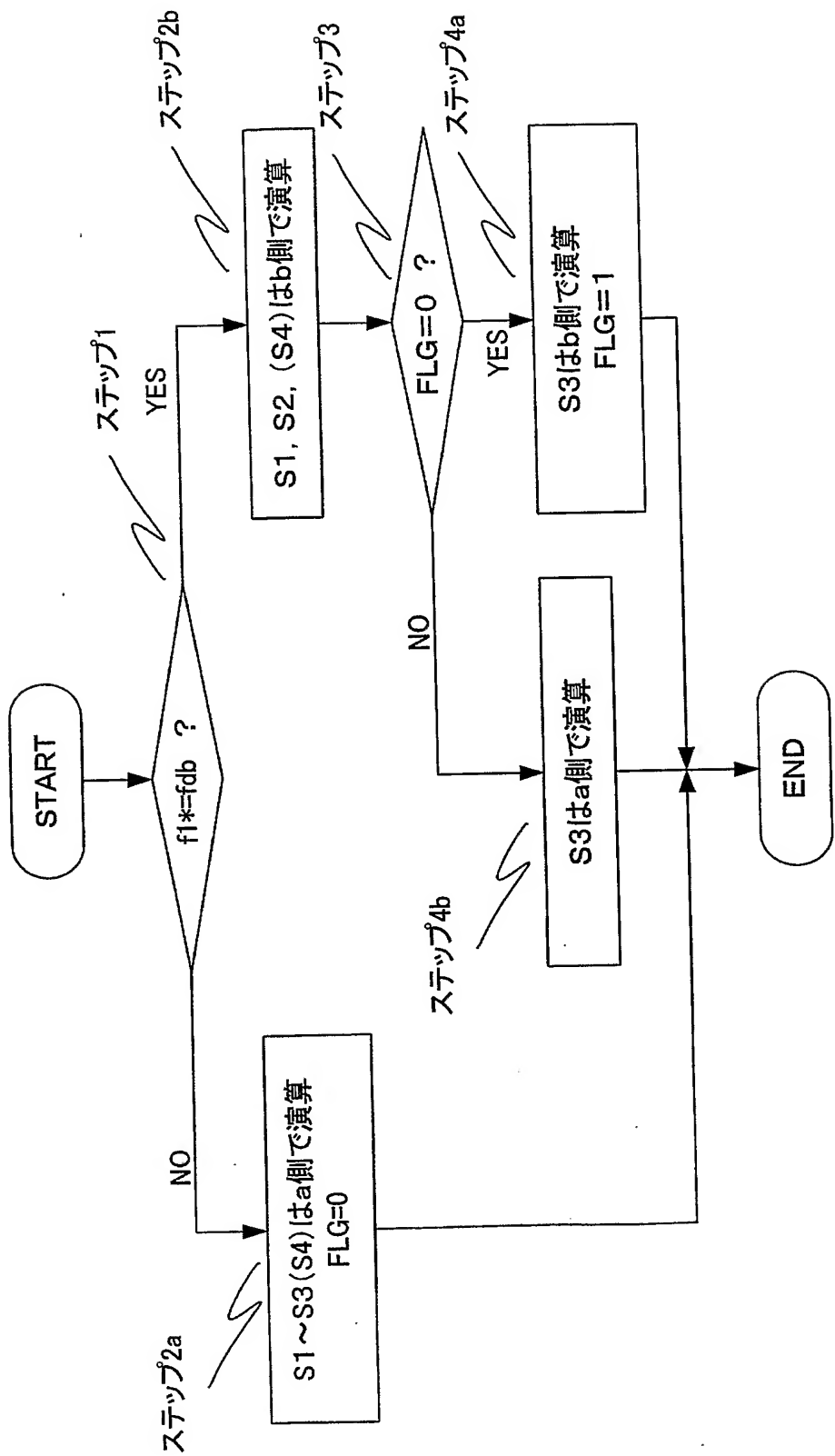
113 誘導モータ

【書類名】 図面

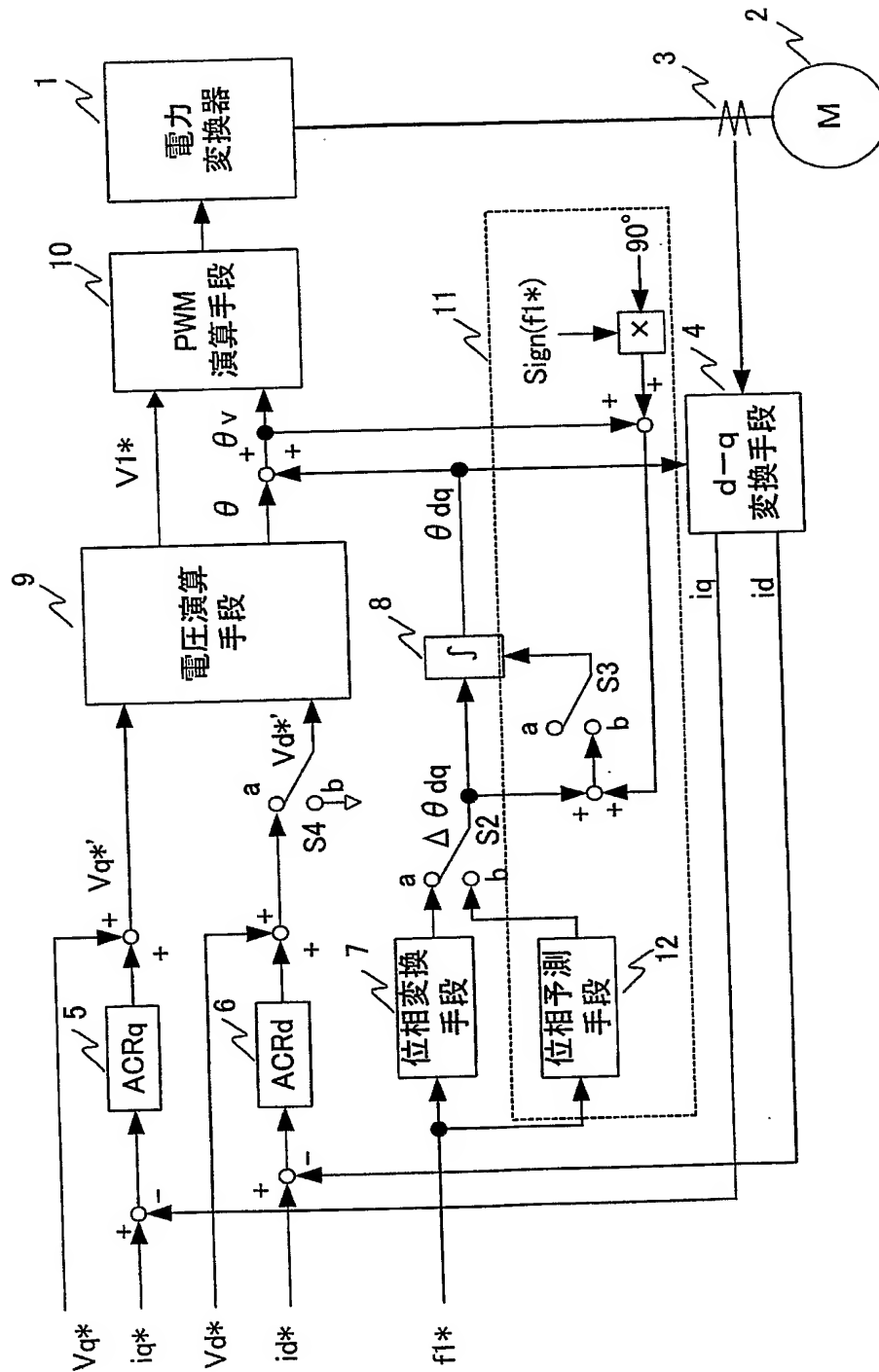
【図 1】



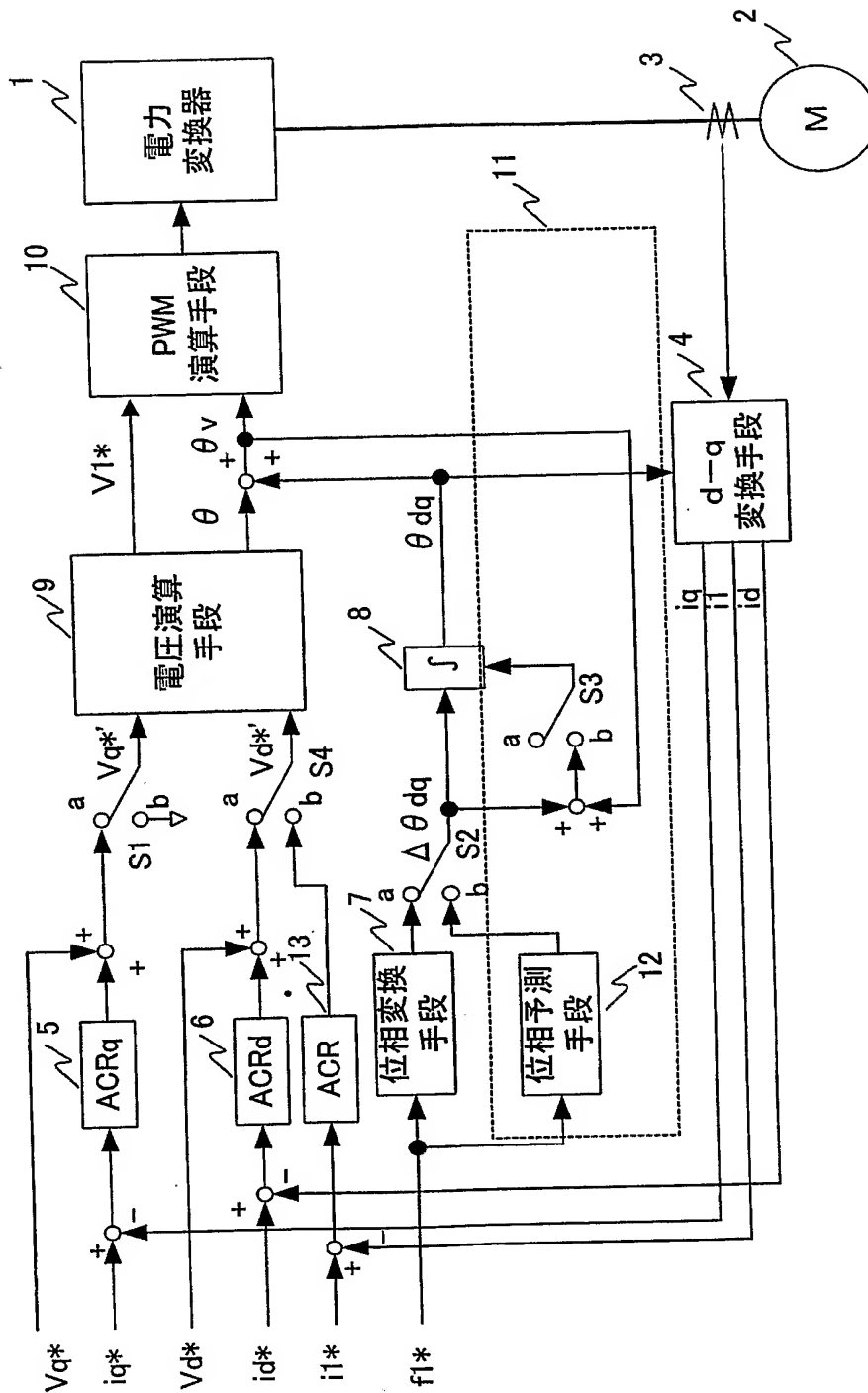
【図 2】



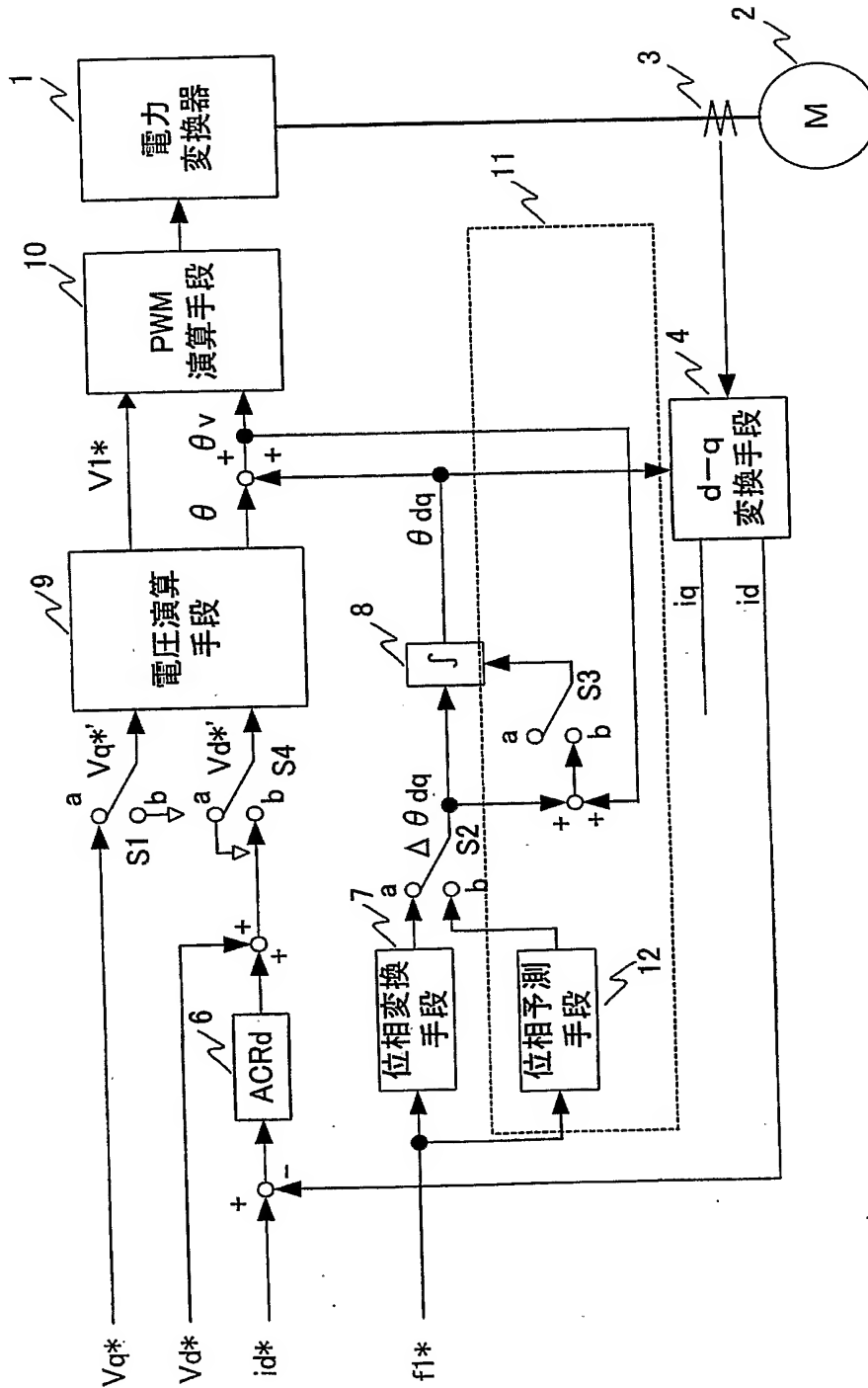
【図 3】



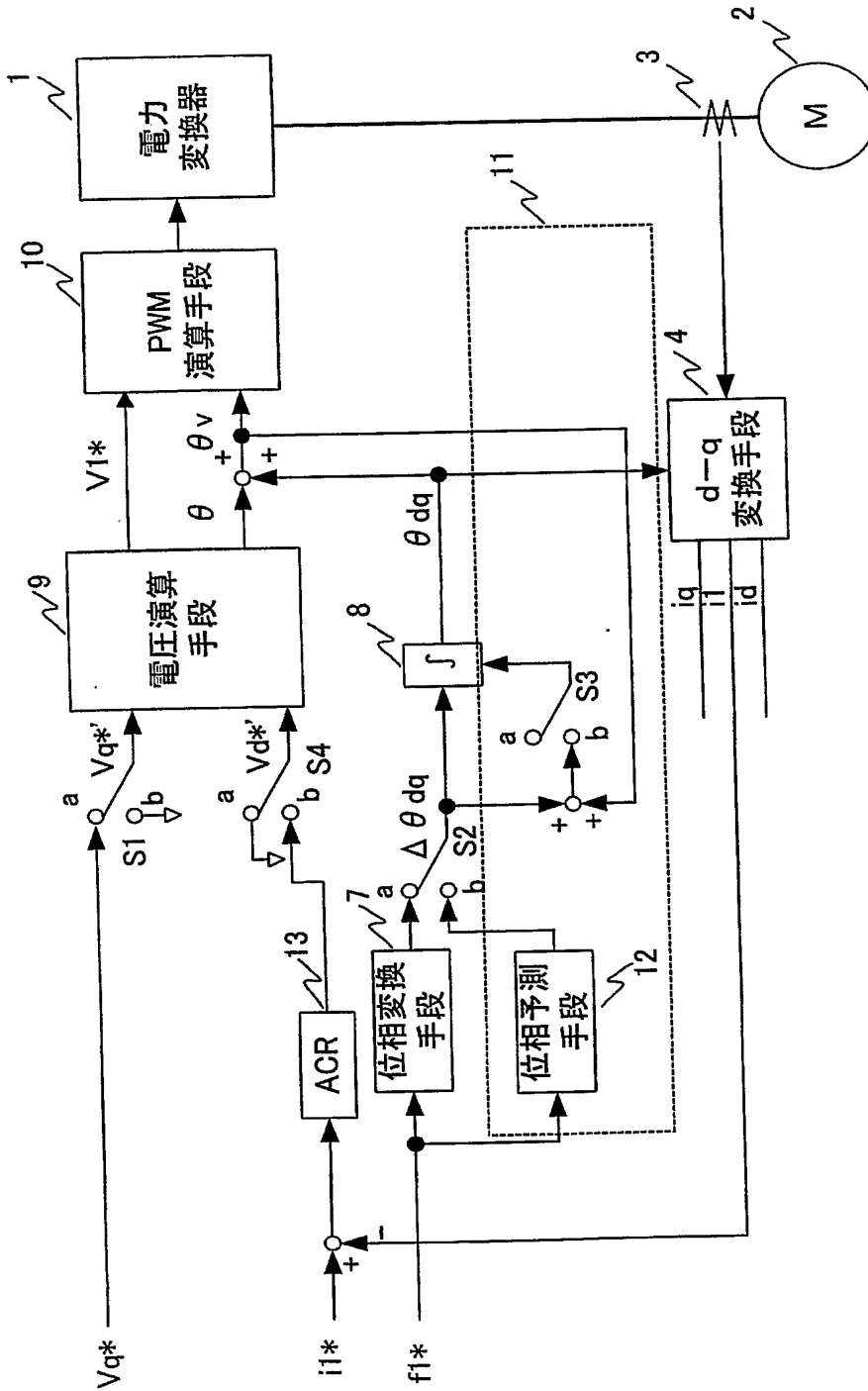
【図 4】



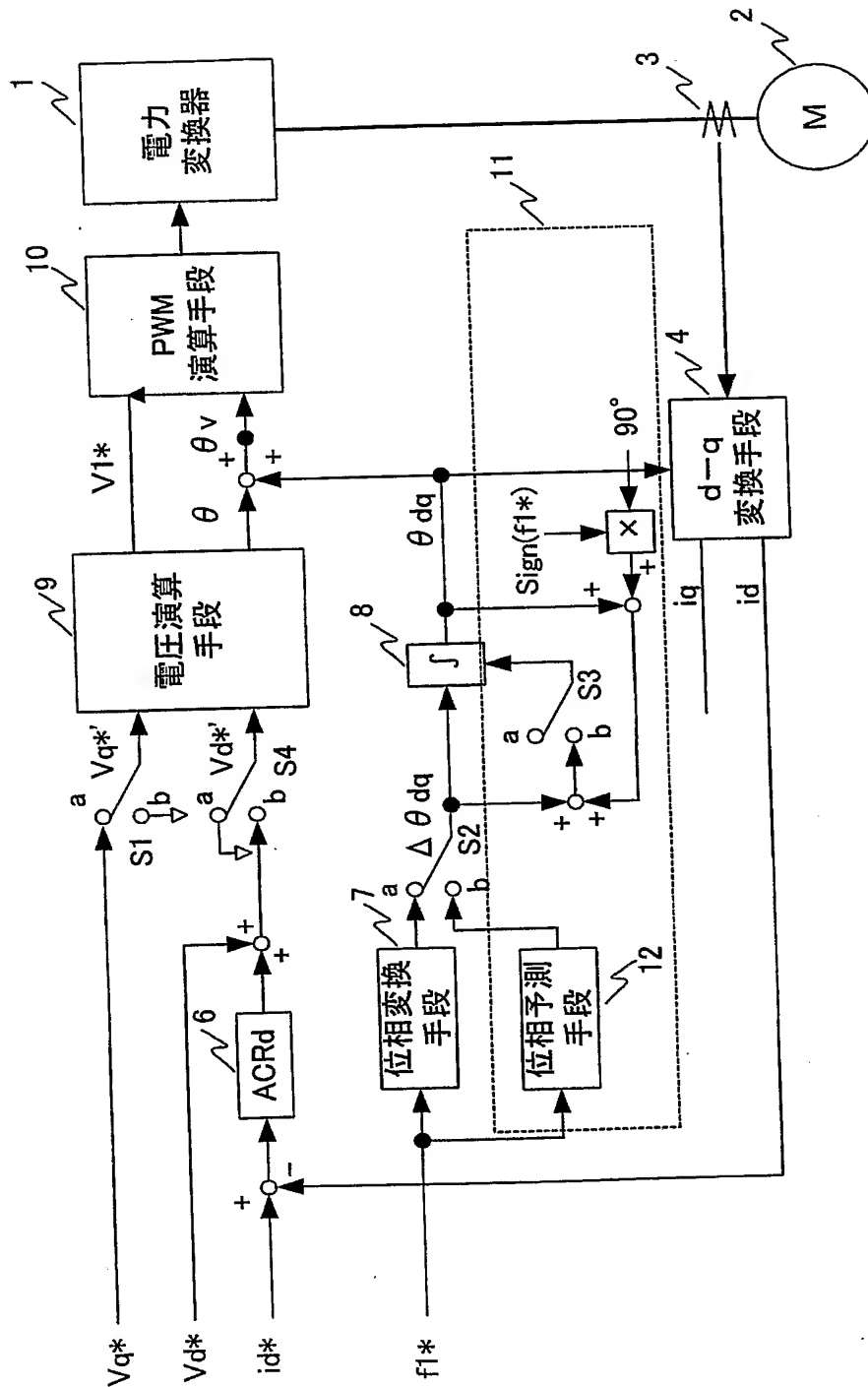
【図6】



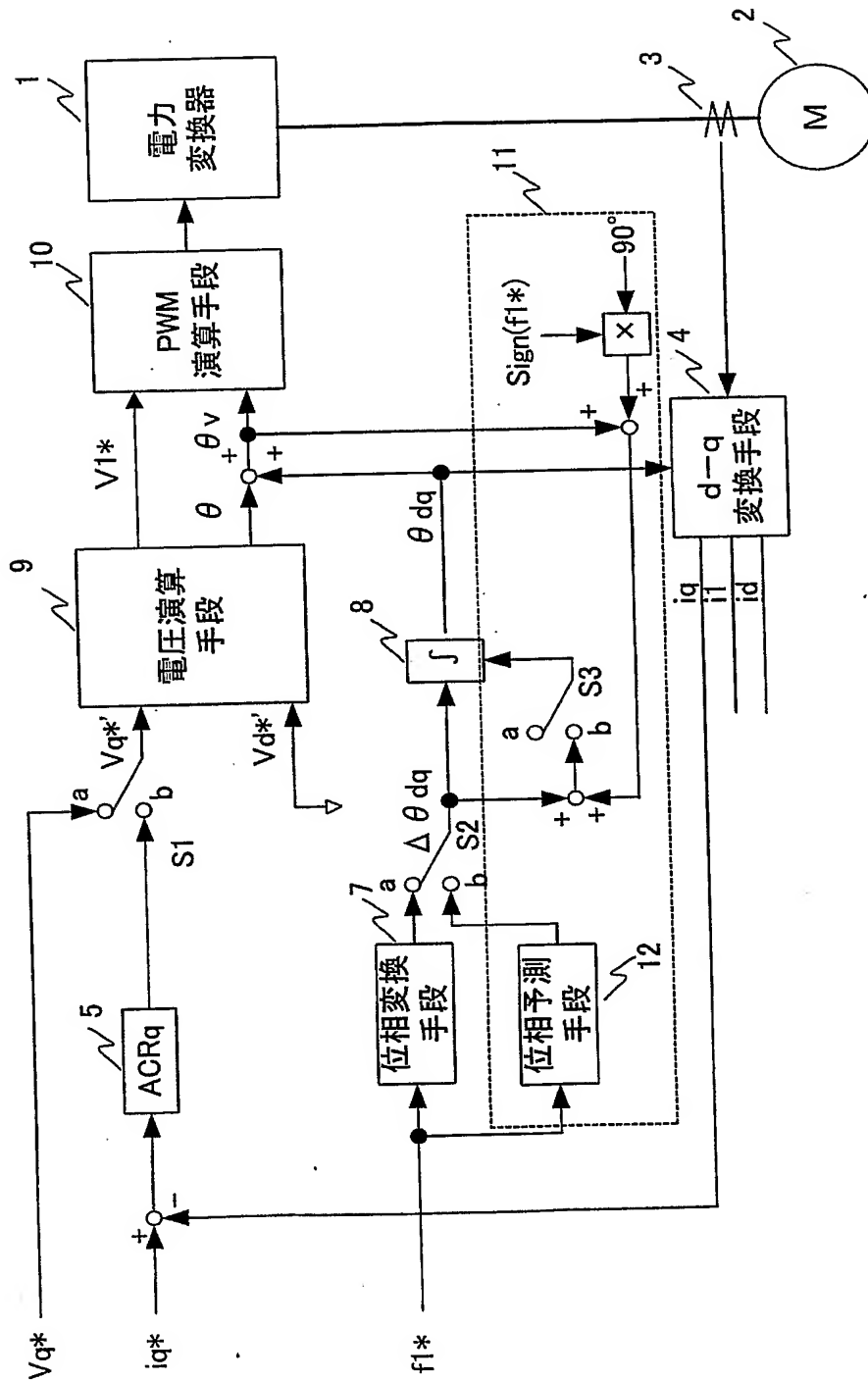
【図 7】



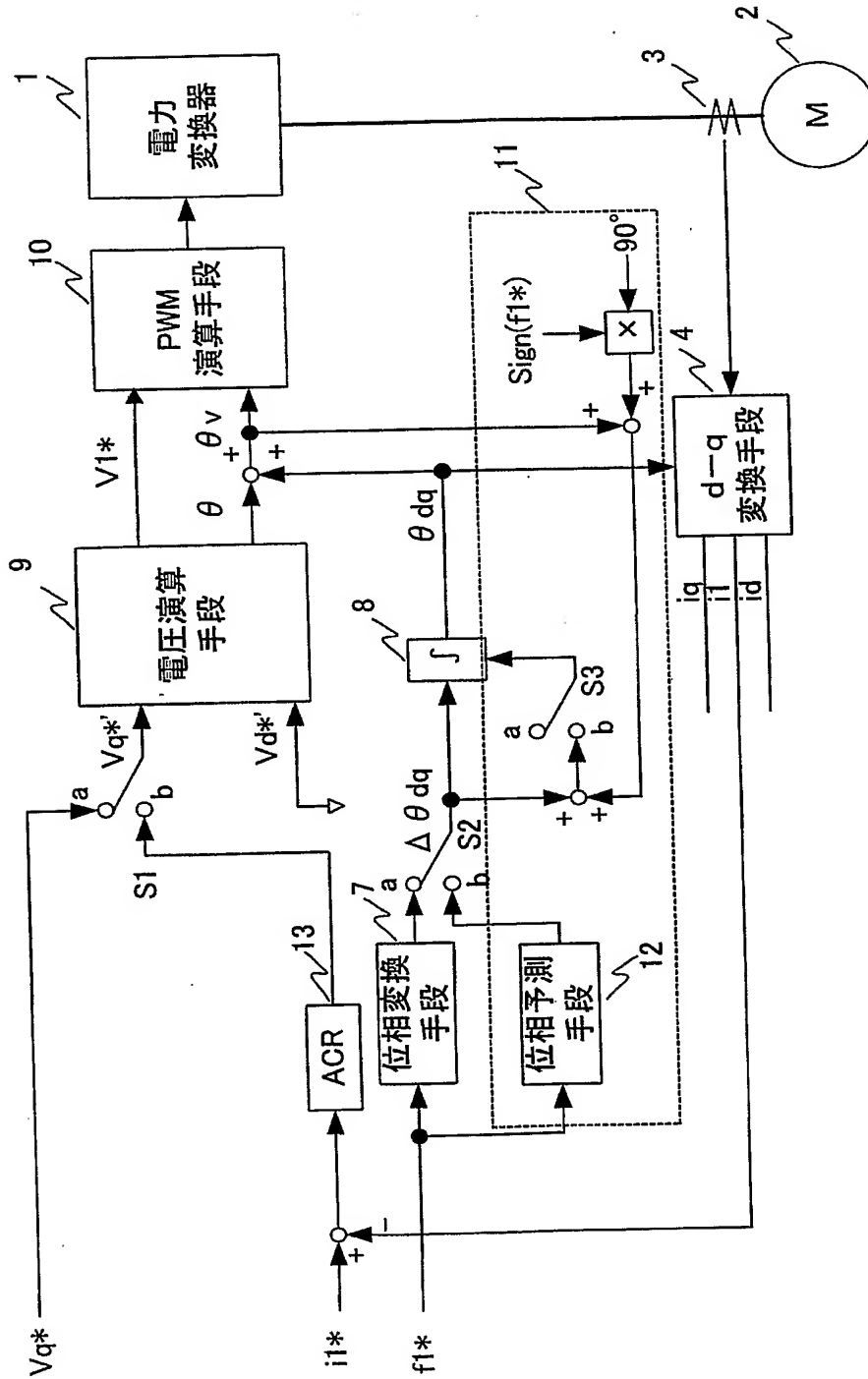
【図 8】



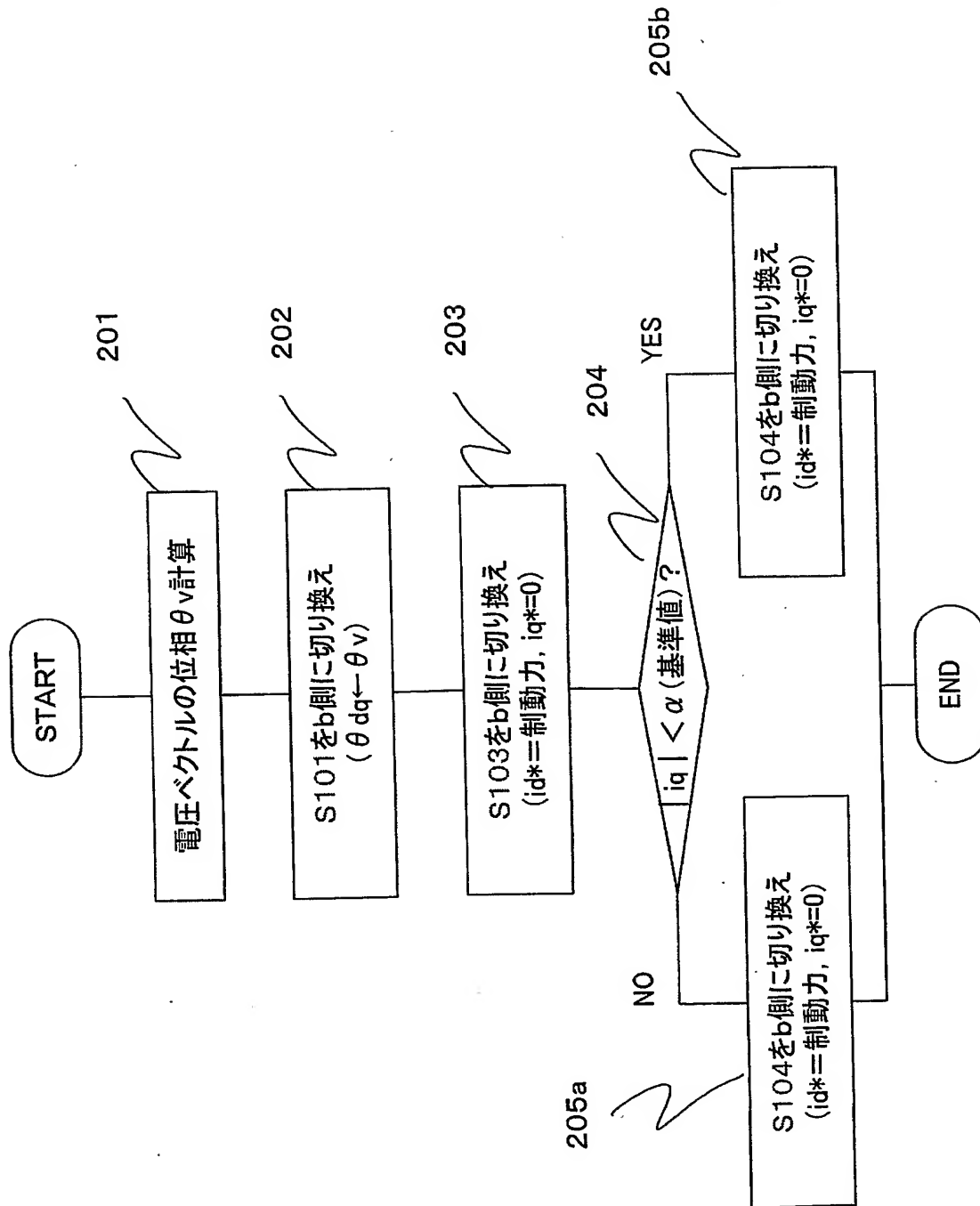
【図10】



【図11】



【図 15】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】

誘導電動機を停止するための直流制動方法において、通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、出力電流位相の急変により発生するトルクショックを所定値以下にする。

【解決手段】

通常制御状態から直流制動状態に移行する際に、設定された直流制動開始周波数または減速レートと設定された直流制動開始周波数により予め求められた直流制動開始までに進む位相と直流制動状態に移行する瞬間の通常制御状態の出力電圧位相に基づき、直流制動時の出力電圧位相を予測演算し、電力変換器を制御することにより、出力電流位相が急変することを抑制することにより発生するトルクショックを所定値以下にするという手順で処理する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 4 - 0 4 3 1 2 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 6 6 2 2]

1. 変更年月日 1 9 9 1 年 9 月 2 7 日

[変更理由] 名称変更

住所変更

住 所 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号

氏 名 株式会社安川電機